

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11)

EP 1 047 174 A1

(12)

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(43) Date de publication:
25.10.2000 Bulletin 2000/43

(51) Int Cl.7: H02J 7/00, G01R 19/32

(21) Numéro de dépôt: 99107883.3

(22) Date de dépôt: 21.04.1999

(84) Etats contractants désignés:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE
Etats d'extension désignés:
AL LT LV MK RO SI

(71) Demandeur: EM Microelectronic-Marin SA
2074 Marin (CH)

(72) Inventeur: Descombes, Arthur
3210 Kerzers (CH)

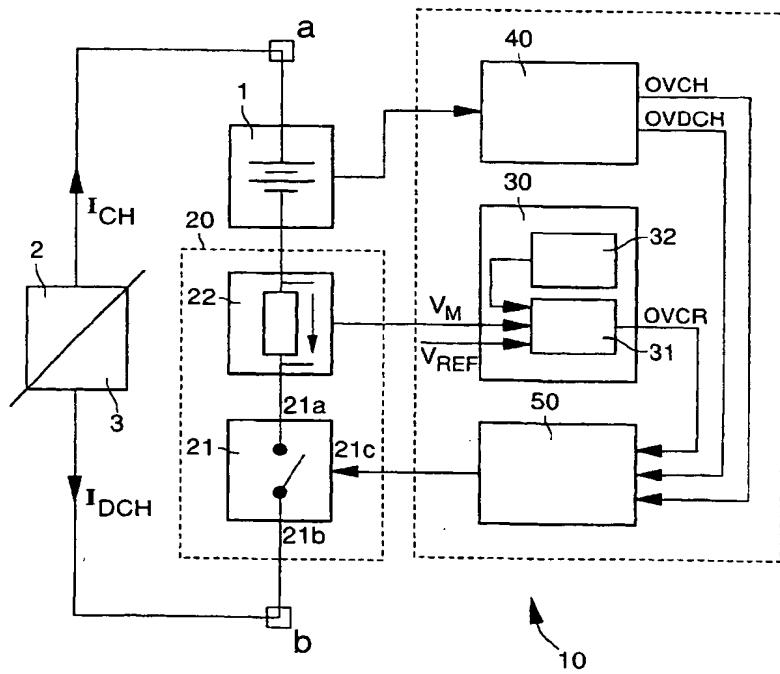
(74) Mandataire: Thérond, Gérard Raymond et al
I C B
Ingénieurs Conseils en Brevets SA
Rue des Sors 7
2074 Marin (CH)

(54) Circuit de protection pour batterie

(57) L'invention concerne un circuit de protection (10) destiné à protéger une batterie rechargeable (1) contre des courants de trop grande intensité. Le circuit de protection (10) comprend des moyens de détection et de comparaison (30, 31, 32) pour produire un signal de commande (OVCR) en réponse à la comparaison d'une tension de référence (V_{REF}) et d'une tension de mesure (V_M) représentative du courant charge ou de

décharge (I_{CH}, I_{DCH}) traversant la batterie (1). Selon l'invention, les moyens de détection et de comparaison (30, 31, 32) comprennent des moyens d'ajustement (32) pour compenser une dépendance en température de la tension de mesure (V_M) et/ou de la tension de référence (V_{REF}), ces moyens d'ajustement (32) comprenant des moyens de production de tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}).

Fig. 2



Description

[0001] La présente invention est relative à un circuit de protection pour batterie, et plus particulièrement à un circuit de protection pour batterie adapté pour protéger une batterie contre des courants de charge ou de décharge trop importants.

[0002] Dans le domaine des batteries rechargeables, il est connu des circuits de protection pour batterie au moyen desquels une surcharge de la batterie, non désirable pour des raisons de sécurité, peut être évitée. Il est par ailleurs connu des circuits de protection pour batterie au moyen desquels une surdécharge de la batterie peut également être évitée. En effet, en particulier dans le cas de batteries Li-ion (Lithium-ion), il peut être désirable d'éviter une telle surdécharge de la batterie qui aurait pour effet d'en dégrader la durée de vie. Typiquement, de tels circuits sont adaptés pour mesurer la tension aux bornes de la batterie et interrompre la charge ou la décharge de cette dernière en réponse à un signal indiquant que cette tension est supérieure ou respectivement inférieure à une limite prédéterminée.

[0003] Outre les fonctions de protection contre des surcharges ou des surdécharges, les circuits de protection pour batterie sont typiquement également adaptés pour protéger la batterie, en fonctionnement normal, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a ni surcharge ni surdécharge de la batterie, contre des courants de charge ou de décharge trop importants. On parle alors communément de protection contre des surcourants.

[0004] Un tel circuit de protection pour batteries comporte typiquement des moyens d'interruption du courant connectés en série avec la batterie de sorte que lorsqu'une charge ou un chargeur sont connectés aux bornes de la batterie et des moyens d'interruption, un courant de décharge ou respectivement un courant de charge, de sens opposé, circule au travers de la batterie et des moyens d'interruption du courant. Les moyens d'interruption du courant doivent en conséquence être adaptés pour conduire et, le cas échéant, interrompre de manière bidirectionnelle le courant, c'est-à-dire soit lors de la charge ou de la décharge de la batterie.

[0005] La réalisation des moyens d'interruption du courant fait typiquement appel à des transistors MOS dont la conduction peut être aisément commandé par le biais de leur grille. En particulier, une première solution consiste à utiliser deux transistors MOSFET de puissance connectés en anti-série, c'est-à-dire source à source ou alternativement drain à drain. Ainsi, lorsque une condition de surcharge est détectée, l'un des transistors est coupé afin d'interrompre la circulation du courant de charge. De manière similaire, lorsqu'une condition de surdécharge est détectée, l'autre transistor est coupé afin d'interrompre la circulation du courant de décharge. On notera que lorsque l'un ou l'autre des transistors est coupé, la circulation d'un courant dans le sens opposé est toutefois permise, car tout transistor de puissance possède une diode parasite formée, en parallèle avec le canal, entre le drain et la source, de sorte que lorsqu'une condition de surdécharge est par exemple détectée, un courant de charge peut toutefois circuler au travers des transistors. En fonctionnement normal, c'est-à-dire en l'absence d'une condition de surcharge ou de surdécharge, les deux transistors sont conducteurs.

[0006] Alternativement, il a également été proposé d'utiliser un interrupteur bidirectionnel formé d'un unique transistor MOSFET pour réaliser cette fonction. Des exemples d'un tel interrupteur bidirectionnel sont présentés dans les brevets US-A-5 689 209 et US-A-5 581 170. Cette solution est particulièrement avantageuse car la résistance de conduction du transistor est divisée par deux par rapport à la solution utilisant deux transistors MOSFET de puissance branchés en anti-série. De plus, la surface nécessaire pour intégrer un tel interrupteur bidirectionnel est également moindre et permet en conséquence de réduire les coûts.

[0007] Afin de permettre la détection d'un surcourant, il est par exemple proposé de mesurer une chute de tension aux bornes d'une résistance de mesure disposée en série avec la batterie dans le chemin du courant de charge ou de décharge et d'interrompre la circulation du courant lorsque cette chute de tension dépasse une valeur prédéterminée. Cette solution n'est toutefois pas très adéquate car on désire généralement limiter la résistance présente en série avec la batterie dans le chemin du courant. De plus, il est relativement difficile de contrôler précisément la valeur de cette résistance lorsque celle-ci est réalisée de manière intégrée. Cette imprécision se répercute alors sur la valeur du courant de charge ou de décharge mesuré.

[0008] Une alternative proposée consiste à mesurer la tension aux bornes des moyens d'interruption du courant, cette tension étant représentative du courant de charge ou de décharge qui les traverse. Lorsque cette tension dépasse une tension de référence déterminée correspondant à une valeur limite de courant, les moyens d'interruption du courant sont ainsi activés afin de prévenir la circulation du courant au travers de la batterie.

[0009] Les moyens d'interruption du courant étant typiquement réalisés, comme on l'a mentionné, au moyen d'une paire de transistor MOSFET de puissance montés en anti-série ou alternativement au moyen d'un unique transistor MOSFET, la tension mesurée à leurs bornes est ainsi représentative de la tension drain-source V_{DS} du ou des transistors MOSFET. Pour un courant de drain I_D donné, soit un courant de charge ou de décharge donné, cette tension V_{DS} est notamment dépendante de la tension de grille V_{GS} du transistor. Cette tension est de plus dépendante des caractéristiques propres au transistor, notamment la tension de seuil et la capacité de l'oxyde de grille du transistor. Cette tension est en outre sensiblement dépendante de la température.

[0010] La figure 1 présente un diagramme des caractéristiques de sortie I_D/V_{DS} d'un transistor MOS dans sa zone

linéaire, c'est-à-dire pour des valeurs de tension drain-source V_{DS} faibles et inférieurs à la tension de saturation du transistor et pour une valeur de tension de grille donnée V_{GS} . Dans cette figure sont illustrées deux courbes a et b. La courbe a illustre la caractéristique de sortie en zone linéaire du transistor pour une température nominale T_0 . Suite à une élévation de la température à une température supérieure T_1 , la caractéristique de sortie du transistor, pour la même tension de grille V_{GS} , telle qu'illustrée par la courbe b, a tendance à s'abaisser. On constate donc que pour une valeur de tension drain-source correspondant à un courant de drain I_0 donné à la température nominale T_0 , cette tension est atteinte pour un courant de drain I_1 inférieur au courant I_0 lorsque la température augmente à T_1 . En d'autre termes, la tension mesurée pour un courant donné, par exemple égal à un seuil de courant I_{PROT} , augmente avec la température. Ainsi, si l'on choisit, tel que cela est typiquement le cas, de fixer une tension de référence V_{REF} représentative de ce seuil de courant I_{PROT} et de comparer la tension mesurée à cette tension de référence, la valeur du courant réel différera selon la température.

[0011] De plus, la tension de référence V_{REF} peut elle aussi varier sensiblement avec la température. En particulier, la tension de référence V_{REF} peut typiquement être plus fortement dépendante de la température que ne l'est la tension mesurée aux bornes des moyens d'interruption. Dans un tel cas de figure, le courant effectif peut dépasser le seuil de courant défini par la tension de référence avant que les moyens d'interruption ne soient activés pour interrompre la circulation du courant. A l'opposé, si la tension mesurée aux bornes des moyens d'interruption est plus fortement dépendante de la température que ne l'est la tension de référence V_{REF} , les moyens d'interruption risquent d'interrompre la circulation du courant alors que ce dernier est sensiblement inférieur au seuil de courant fixé.

[0012] Un but de la présente invention est ainsi de pallier à ces inconvénients et de proposer un circuit de protection pour batterie dans lequel la dépendance en température de la tension mesurée et/ou de la tension de référence, peut être compensée.

[0013] A cet effet, la présente invention a pour objet un circuit de protection pour batterie dont les caractéristiques sont énumérées à la revendication 1.

[0014] Grâce à ces caractéristiques il est ainsi notamment possible d'assurer que le courant de charge ou de décharge circulant au travers de la batterie ne dépasse pas un seuil de courant déterminé, et ceci quelque soit la température.

[0015] D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description détaillée qui suit, faite en référence aux dessins annexés donnés à titre d'exemples non limitatifs et dans lesquels :

- la figure 1 est un diagramme illustrant les caractéristiques de sortie I_D/V_{DS} d'un transistor MOSFET dans la zone linéaire des caractéristiques pour deux températures distinctes T_0 et T_1 ;
- la figure 2 est un schéma bloc simplifié du circuit de protection pour batterie selon la présente invention;
- la figure 3 est un exemple de réalisation de moyens d'interruption du courant de charge ou de décharge;
- les figures 4a et 4b sont des diagrammes illustrant deux cas de figures de la dépendance en température de la tension de référence V_{REF} et de la tension de mesure V_M ;
- la figure 5 est un exemple de réalisation de moyens de comparaison du circuit de protection pour batterie selon la présente invention.

[0016] En référence à la figure 2, il est illustré de manière schématique un circuit de protection 10 pour batterie, selon la présente invention, associé à une batterie rechargeable 1. La batterie 1 et le circuit de protection 10 forment un ensemble comportant deux bornes a et b entre lesquelles peuvent être connectées une charge 2 ou un chargeur 3. Des moyens d'interruption du courant 21 sont disposés en série avec la batterie 1, entre les bornes a et b, de manière à pouvoir interrompre, si nécessaire, la circulation du courant au travers de celle-ci. Lorsqu'une charge 2 est connectée entre les bornes a et b, un courant de décharge I_{DCH} circule de la borne positive de la batterie 1 via la charge 2 et les moyens d'interruption 21 jusqu'à la borne négative de la batterie 1. Lorsqu'un chargeur 3 est connecté entre les bornes a et b de l'ensemble, un courant de charge I_{CH} circule dans le sens opposé au courant de décharge I_{DCH} .

[0017] Conformément à ce qui a déjà été mentionné en préambule, les moyens d'interruptions 21 sont adaptés, pour conduire et, le cas échéant, interrompre de manière bidirectionnelle le courant, c'est-à-dire soit lors de la charge ou de la décharge de la batterie 1. Ces moyens d'interruption 21 peuvent ainsi être schématisé comme un interrupteur comportant deux bornes 21a et 21b formant un chemin de conduction 21a-21b et une borne de commande 21c permettant d'interrompre ou non la circulation du courant entre ses bornes de conduction 21a et 21b.

[0018] En série avec la batterie 1, sont également connectés des moyens de mesure 22. Ces moyens de mesure 22 sont adaptés pour fournir une tension de mesure V_M représentative du courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} circulant au travers de la batterie.

[0019] Préférablement, comme cela est schématisé dans la figure 2 par le bloc indiqué par la référence numérique 20, les moyens d'interruption 21 forment également les moyens de mesure 22. La tension de mesure V_M est ainsi représentative du courant de charge ou de décharge traversant les moyens d'interruption 21.

[0020] La figure 3 illustre un exemple de réalisation des moyens 20 comprenant les moyens d'interruption 21 et de

mesure 22. Ceux-ci comprennent ainsi deux transistors MOSFET de puissance 201 et 202 connectés en anti-série source à source. Les sources 201b et 202b de ces transistors sont ainsi connectées en commun alors que les drains 201a et 202a forment respectivement les bornes de conduction 21a et 21b des moyens d'interruption 21. Les grilles 201c et 202c des transistors forment de plus des bornes de commande 21c1 et 21c2 des moyens d'interruptions 21, le fait que la source est connectée à une contre-grille (ou "body"), 201d et 202d, respectivement, de sorte qu'une diode parasite apparaît entre source et drain.

[0021] Dans l'exemple de la figure 3, la tension de mesure V_M est ainsi définie entre les bornes 21a et 21b des moyens d'interruption. Cette tension correspond ainsi, dans le cas présent, à la somme des tensions drain-source des transistors 201 et 202, mais par souci de simplification on peut considérer que les moyens 20 se comportent comme un seul transistor MOSFET. De plus, selon qu'un courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} traverse les moyens 20, la tension de mesure V_M est définie comme la différence de potentiel entre les bornes 21a et 21b ou la différence de potentiel entre les bornes 21b et 21a de sorte que la tension de mesure V_M est toujours définie positive.

[0022] En se référant à nouveau à la figure 2, le circuit de protection 10 comprend plus particulièrement des moyens de détection et de comparaison 30 permettant de détecter si oui ou non le courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} pour recevoir la tension de mesure V_M provenant des moyens de mesure 22 et une tension de référence V_{REF} typiquement produite par une source de tension interne non représentée. Cette tension de référence V_{REF} est représentative du seuil de courant I_{PROT} ; elle est définie comme la tension de mesure V_M correspondant à un courant égal au seuil de courant I_{PROT} pour une température nominale T_0 .

[0023] Les moyens de détection et de comparaison 30 comprennent typiquement un moyen de comparaison 31 entre la tension de mesure V_M et la tension de référence V_{REF} permettant de produire un signal de commande OVCR. Le signal de commande OVCR est ainsi représentatif du courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} étant supérieur ou non au seuil de courant déterminé I_{PROT} .

[0024] Selon la présente invention, afin de compenser une dépendance en température de la tension de mesure V_M et/ou de la tension de référence V_{REF} , les moyens de détection et de comparaison 30 comprennent en outre des moyens d'ajustement 32 pour fournir une valeur de compensation permettant de compenser la dépendance en température de la tension de mesure V_M et/ou de la tension de référence V_{REF} . Ces moyens d'ajustement 32 seront décrits ultérieurement de manière plus détaillée.

[0025] Le circuit de protection 10 comprend par ailleurs typiquement des moyens de détection 40 d'une surcharge et/ou d'une surdécharge de la batterie 1. Ces moyens sont typiquement connectés entre les bornes de la batterie 1 de manière à surveiller le niveau de tension de cette dernière, et produisent, en réponse à un condition de surcharge ou de surdécharge déterminée, un signal de surcharge OVCH ou de surdécharge OVDCH. On ne rentrera pas plus en détail dans la réalisation de ces moyens de détection 40 d'une surcharge et/ou surdécharge, l'homme du métier étant parfaitement à même de réaliser ces derniers de la manière adéquate.

[0026] Le circuit de protection 10 comprend par ailleurs typiquement des moyens de commande 50 connectés à la OVCH, et de surdécharge OVDCH. Ces moyens de commande 50 sont typiquement adaptés pour commander les moyens d'interruption 21 de manière à interrompre la circulation du courant au travers de la batterie 1 en réponse aux signaux de commande OVCR, de surcharge OVCH ou de surdécharge OVDCH.

[0027] Comme on l'a déjà mentionné en préambule, la tension de mesure V_M , pour un courant donné, ainsi que la tension de référence V_{REF} peuvent tout deux présenter une dépendance en température. En conséquence, une simple comparaison entre la tension de mesure et la tension de référence peut aboutir, selon la température, à un signal de commande OVCR erroné, c'est-à-dire un signal de commande OVCR qui ne correspond pas effectivement à la condition de surcourant déterminée.

[0028] Les figures 4a et 4b permettent de mieux illustrer les risques potentiels d'une comparaison, sans compensation en température, entre la tension de mesure V_M , pour un courant donné, et la tension de référence V_{REF} . Les figures 4a et 4b représentent ainsi des diagrammes illustrant l'évolution, en fonction de la température et dans les deux cas de figure pouvant essentiellement se présenter, de la tension de mesure V_M , pour un courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} donné, et de la tension de référence V_{REF} .

[0029] Ces figures permettent d'illustrer la dépendance en température de chacune de ces tensions. On appellera que la tension de référence V_{REF} est définie, à une température nominale T_0 , comme la tension de mesure V_M aux bornes des moyens d'interruption 21 correspondant à un courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} égal au seuil de courant I_{PROT} .

[0030] Dans chaque figure sont illustrées une courbe (o) représentative de l'évolution de la tension de référence V_{REF} ainsi que trois courbes (i) à (iii) représentatives de l'évolution de la tension de mesure V_M pour trois courants différents, la courbe (i) étant représentative, dans les deux figures, de la tension de mesure V_M pour un courant équivalent au seuil de courant I_{PROT} . On a supposé ici que les courbes d'évolution (o) et (i) à (iii) sont sensiblement linéaires

et présentent typiquement un coefficient de température positif, c'est-à-dire une tension augmentant avec la température.

[0031] La figure 4a illustre un premier cas de figure où la tension de référence V_{REF} est plus sensiblement dépendante de la température que ne l'est la tension de mesure V_M pour un courant donné. Les courbes (ii) et (iii) sont représentatives de deux tensions de mesures V_M pour deux courants supérieurs au seuil de courant I_{PROT} . On peut ainsi constater que si, pour une température nominale T_0 , la tension de mesure V_M correspond bien à la tension de référence V_{REF} pour un courant égal à I_{PROT} (courbe (i)), cette équivalence, pour des températures allant en augmentant, est atteinte pour des tensions de mesure V_M correspondant à des courants de drain allant également en augmentant (courbes (ii) et (iii)). Il n'est bien évidemment nullement souhaitable que le seuil de courant réel évolue de sorte qu'il augmente avec la température.

[0032] La figure 4b illustre un deuxième cas de figure où la tension de référence V_{REF} est moins sensiblement dépendante de la température que ne l'est la tension de mesure V_M pour un courant donné. Les courbes (ii) et (iii) sont représentatives de deux tensions de mesures V_M correspondant à deux courants inférieurs au seuil de courant I_{PROT} . Dans ce cas de figure, on peut donc constater que pour des températures allant en augmentant, l'équivalence entre la tension de mesure V_M et la tension de référence V_{REF} est atteinte pour des tensions de mesure correspondant à des courants de drain allant en diminuant (courbes (ii) et (iii)). Ce cas de figure apparaît plus favorable que le précédent, mais on désirera toutefois éviter que le seuil de courant réel diminue trop fortement lorsque la température augmente afin de ne pas couper inutilement la circulation du courant dans la batterie.

[0033] Analytiquement, la dépendance en température de la tension de référence V_{REF} et de la tension de mesure V_M , pour un courant donné égal au seuil de courant I_{PROT} , peut être exprimée comme suit :

$$\Delta V = V_{REF} - V_M = \kappa(T - T_0) \quad (1)$$

où κ est un facteur de dépendance en température défini positif ou négatif selon le cas de figure considéré, à savoir le cas de figure présenté en référence à la figure 4a ou le cas de figure présenté en référence à la figure 4b. Ce facteur de dépendance en température κ est déterminé par une première dépendance en température de la tension de mesure V_M et une seconde dépendance en température de la tension de référence V_{REF} .

[0034] Selon la présente invention, les moyens de détection et de comparaison 30 sont adaptés pour compenser la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} . Les moyens de détection et de comparaison 30 comprennent ainsi des moyens d'ajustement 32 pour produire une valeur de compensation déterminée et permettant de compenser la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} .

[0035] Pour réaliser ces moyens d'ajustement 32, on utilise préférablement des transistors bipolaires branchés en diode, c'est-à-dire des transistors bipolaires dont la base et le collecteur sont reliés ensemble. On sait que la tension V_D aux bornes d'une diode constituée par la jonction base-émetteur d'un transistor bipolaire suit une évolution sensiblement linéaire en fonction de la température et présente avantageusement un coefficient de température négatif, c'est-à-dire qu'elle décroît linéairement lorsque la température augmente. Lorsque la température tend vers 0° K, cette tension de diode tend vers une valeur V_{BG} dénommée valeur bandgap. Dans le cas du silicium, cette valeur bandgap équivaut environ à 1,205 Volts. Cette tension de diode V_D est sensiblement égale à :

$$V_D = V_{BG} - kT/e \ln(I_0/I) \quad (2)$$

où k est la constante de Boltzmann, e la charge de l'électron et I_0 une valeur dépendant notamment de la surface du dispositif et des concentrations équivalentes des états de conduction et de valence du matériau dopé.

[0036] La valeur I_0 est très supérieure à celle du courant I qui traverse la diode; bien qu'elle dépende de la technologie de fabrication du transistor et également de la température, on peut considérer que le facteur $\ln(I_0/I)$ reste sensiblement constant pour un courant I donné.

[0037] Si l'on fait passer successivement, dans une même diode, à une même température, deux courants différents I_1 et I_2 , la différence ΔV_{21} entre les tensions V_2 et V_1 qui apparaissent à ses bornes est égale à :

$$\Delta V_{21} = V_2 - V_1 = kT/e \ln(I_2/I_1) \quad (3)$$

[0038] Cette différence est directement dépendante de la température et présente un coefficient de température positif ou négatif selon que le courant I_2 est supérieur ou inférieur au courant I_1 .

[0039] Par ailleurs, en ajoutant une tension proportionnelle à cette différence à une tension de diode V_3 produite par

le passage d'un courant I_3 , pour une même température, on obtient :

$$V_3 + \gamma \Delta V_{21} = V_{BG} - kT/e (\ln(I_0/I_3) - \gamma \ln(I_2/I_1)) \quad (4)$$

[0040] Par un choix adéquat du coefficient de proportionnalité γ tel que l'on ait :

$$\ln(I_0/I_3) - \gamma \ln(I_2/I_1) = 0 \quad (5)$$

la quantité $V_3 + \gamma \Delta V_{21}$ peut ainsi être rendue indépendante de la température et équivaut alors à la valeur bandgap V_{BG} .
[0041] Ainsi en ajoutant une tension proportionnelle à la différence ΔV_{21} entre deux tensions de diode ainsi qu'une tension proportionnelle à la valeur bandgap V_{BG} à la différence ΔV entre les tensions de référence V_{REF} et de mesure V_M telle qu'exprimée sous (1), on obtient :

$$\Delta V + \alpha \Delta V_{21} + \beta V_{BG} = (\kappa + \alpha k/e \ln(I_2/I_1))T + \beta V_{BG} - \kappa T_0 \quad (6)$$

[0042] Par un choix adéquat des coefficients de proportionnalité α et β tel que l'on ait :

$$\kappa + \alpha k/e \ln(I_2/I_1) = 0 \text{ et } \beta V_{BG} - \kappa T_0 = 0 \quad (7)$$

la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} peut être entièrement compensée. En d'autres termes, la quantité $\Delta V + \alpha \Delta V_{21} + \beta V_{BG}$ peut être rendue indépendante de la température. Cette quantité s'annulera ainsi quelque soit la température pour une tension de mesure V_M correspondant à un courant de charge ou de décharge équivalent à I_{PROT} .

[0043] La figure 5 présente un exemple de réalisation des moyens de détection et de comparaison 30 permettant de mettre en oeuvre les principes qui viennent d'être énoncés pour le cas de figure présenté en référence à la figure 4a, à savoir dans le cas où la tension de référence V_{REF} est plus sensiblement dépendante de la température que ne l'est la tension de mesure V_M pour un courant donné.

[0044] Les moyens de détection et de comparaison 30 comprennent ainsi deux entrées 71 et 72 sur lesquelles sont respectivement appliquées la tension de mesure V_M et la tension de référence V_{REF} . Deux éléments capacitifs 73 et 74 sont respectivement disposés sur ces entrées 71 et 72. Ces éléments capacitifs 73 et 74 sont adaptés pour être reliés respectivement aux entrées 71 et 72 du circuit par l'intermédiaire d'un commutateur SW1 et d'un commutateur SW2 respectivement. Lorsque les commutateurs SW1 et SW2 sont positionnés en "I", tel que cela est indiqué par des traits pleins, les éléments capacitifs 73 et 74 sont respectivement connectés à l'entrée 71 sur laquelle est appliquée la tension de mesure V_M et à une borne d'alimentation du circuit sur laquelle est appliquée un potentiel V_{ss} définissant une masse (potentiel zéro) du circuit de détection. Lorsqu'ils sont positionnés en "II", tel que cela est indiqué par les traits pointillés, les éléments capacitifs 73 et 74 sont alors respectivement connectés à la masse et à l'entrée 72 sur laquelle est appliquée la tension de référence V_{REF} . Alternativement, on notera qu'il est possible de n'utiliser qu'un seul élément capacitif et un seul commutateur adapté pour commuter successivement entre les bornes d'entrée 71, en position "I", et 72, en position "II".

[0045] Les autres bornes des éléments capacitifs 73, 74 sont reliées ensemble à un noeud A à l'entrée inverseuse d'un amplificateur 65 à gain très élevé. Un commutateur SW6 permet de relier ou non la sortie de l'amplificateur 65 à son entrée. Les capacités respectives des éléments capacitifs 73 et 74 sont choisies égale (capacité C) de sorte que les tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} sont directement comparées.

[0046] Selon la présente invention, les moyens de détection et de comparaison 30 comprennent des moyens d'ajustement, indiqués globalement par la référence 32, pour produire une valeur de compensation dépendante de la température et permettant de compenser la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} .

[0047] Ces moyens d'ajustement 32 pour produire la valeur de compensation comportent, dans l'exemple de la figure 5, trois transistors bipolaires B1, B2, B3 de type PNP branchés en diode. Ces trois transistors bipolaires sont reliés par leur collecteur et leur base à la masse circuit de détection.

[0048] Des première et seconde sources de courants 81 et 82 produisant respectivement des courants I_1 et I_2 sont disposées entre l'émetteur du transistor B1 et une borne d'alimentation du circuit sur laquelle est appliquée un potentiel V_{dd} . Ces sources de courant 81 et 82 sont reliées sélectivement à l'émetteur du transistor B1 au moyen d'un commutateur SW3 de sorte que la jonction base-émetteur du transistor est traversée sélectivement par les courants I_1 ou I_2 .

lorsque le commutateur SW3 est en position "I" ou en position "II". En conséquence des tensions de diodes V_{BE1} et V_{BE2} sont sélectivement produites. Dans cet exemple, le courant I_2 est défini de sorte qu'il soit inférieur au courant I_1 , la tension de diode V_{BE2} étant ainsi inférieure à la tension de diode V_{BE1} .

[0049] Une troisième source de courant 83 est disposée entre l'émetteur du transistor B2 et la borne d'alimentation du circuit sur laquelle est appliquée le potentiel Vdd . Cette source de courant 83 maintient un courant I_3 constant au travers de la jonction base-émetteur du transistor B2. Un commutateur SW4 est par ailleurs disposé entre l'émetteur du transistor B2 et la masse du circuit. Lorsque ce commutateur SW4 est en position "I", indiquée par les traits pleins, l'émetteur du transistor B2 est ainsi relié à la masse du circuit. Dans le cas contraire, lorsque ce commutateur est en position "II", indiquée par les pointillés, la jonction base-émetteur est traversée par le courant I_3 et une tension de diode V_{BE3} est ainsi produite.

[0050] Des quatrième et cinquième sources de courants 84 et 85 produisant respectivement des courants I_4 et I_5 sont en outre disposées entre la borne Vdd du circuit et l'émetteur du transistor B3. Ces sources de courant 84 et 85 sont reliées sélectivement à l'émetteur du transistor B3 au moyen d'un commutateur SW5 de sorte que la jonction base-émetteur du transistor est traversée sélectivement par les courants I_4 ou I_5 lorsque le commutateur SW5 est en position "I" ou "II" respectivement. En conséquence des tensions de diodes V_{BE4} et V_{BE5} sont sélectivement produites. Dans cet exemple, le courant I_4 est défini de sorte qu'il soit inférieur au courant I_5 , la tension de diode V_{BE4} étant ainsi inférieure à la tension de diode V_{BE5} .

[0051] Trois éléments capacitifs 91, 92 et 93 sont en outre respectivement reliés par l'une de leurs bornes aux émetteurs des transistors B1, B2 et B3, les autres bornes de ces éléments capacitifs 91, 92, 93 étant reliés au noeud A d'entrée de l'amplificateur 65.

[0052] Les capacités respectives C_1 et C_2 des éléments capacitifs 91 et 92 sont telles que les rapport C_1/C et C_2/C (où C est la capacité des éléments capacitifs 73 et 74) sont très sensiblement égal au coefficient de proportionnalité α et β , respectivement, définis conformément aux expressions (6) et (7) ci-dessus. La capacité C_3 de l'élément capacitif 93 est telle que le rapport C_3/C_2 est très sensiblement égal au coefficient de proportionnalité γ défini conformément aux expressions (4) et (5) ci-dessus.

[0053] Lors d'une première phase, les commutateurs SW1 à SW6 sont placés en position "I" indiquée en traits pleins sur la figure. L'amplificateur 65 est alors soumis à une contre-réaction totale et se polarise automatiquement à un point de fonctionnement stable, sa tension d'entrée V_E étant alors égale à sa tension de sortie et son gain maximal. Les éléments capacitifs 73, 74 et 91, 92, 93 se chargent ainsi respectivement aux tensions $(V_E - V_M)$, V_E , $(V_E - V_{BE1})$, V_E et $(V_E - V_{BE4})$.

[0054] Dans une deuxième phase, lorsque les commutateurs SW1 à SW6 sont placés en position "II" représentée en pointillés sur la figure, les éléments capacitifs 73, 74 et 91, 92, 93 injectent dans le noeud A d'entrée de l'amplificateur 65, laissé flottant, des charges électriques respectivement égale à $C(V_M - V_{REF})$, $\alpha C(V_{BE2} - V_{BE1})$, $\beta C(V_{BE3})$ et $\beta \gamma C(V_{BE5} - V_{BE4})$, les charges injectées par les éléments capacitifs 73 et 91 étant de signe contraire aux autres charges dans ce cas de figure.

[0055] La somme totale des charges injectées par les éléments capacitifs 73, 74 et 91, 92, 93 dans le noeud A d'entrée de l'amplificateur 65 est ainsi représentative de l'expression (6) ci-dessus et équivaut à :

$$40 \quad C(V_{REF} - V_M + \alpha(V_{BE2} - V_{BE1}) + \beta(V_{BE3} + \gamma(V_{BE5} - V_{BE4}))) \quad (8)$$

où les coefficients de proportionnalité α , β et γ sont tels que l'on ait, conformément aux expressions (5) et (7) :

$$45 \quad \kappa + \alpha k/e \ln(I_2/I_1) = 0, \beta V_{BG} - \kappa T_0 = 0, \ln(I_0/I_3) - \gamma \ln(I_5/I_4) = 0 \quad (9)$$

où κ est défini comme le facteur de dépendance en température défini positif dans ce cas de figure et déterminé par la dépendance en température de la tension de référence V_{REF} et de la tension de mesure V_M , pour un courant donné égal au seuil de courant I_{PROT} (expression (1) ci-dessus).

[0056] Pour un courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} équivalent au seuil de courant I_{PROT} , la somme totale des charges injectées dans le noeud A de l'amplificateur 65 s'annule ainsi, quelque soit la température et il n'apparaît aucun signal à l'entrée de l'amplificateur 65.

[0057] Par contre, si le courant de charge ou de décharge est différent du seuil de courant I_{PROT} , c'est-à-dire si la tension de mesure V_M est différente de la tension de mesure V_M correspondant à un courant équivalent à I_{PROT} , il apparaît à l'entrée de l'amplificateur 65 une variation de tension dont la polarité est représentative du signe de la charge totale injectée dans le noeud A d'entrée. Ce signal est amplifié et inversé par l'amplificateur 65 qui fournit un signal de sortie d'amplitude très supérieure à celle du signal appliquée à son entrée. Ce signal de sortie de l'amplificateur 65, de

niveau logique, peut ainsi être utilisé comme le signal de commande OVCR afin de commander les moyens d'interruption 21 et d'interrompre le cas échéant la circulation du courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} .
[0058] Préféablement, on cherchera, comme on peut le comprendre de ce qui précède, à annuler sensiblement la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} de sorte que le courant de charge I_{CH} ou de décharge I_{DCH} ne puisse dépasser le seuil de courant I_{PROT} défini. Dans un tel cas, le signal de commande OVCR produit par les moyens de détection et de comparaison 30 sera donc indépendant de la température.
[0059] Il peut toutefois être envisagé, dans le cadre de la présente invention, de compenser la dépendance en température des tensions de mesure V_M et de référence V_{REF} de sorte que la limite effective de courant évolue légèrement de manière négative avec la température. Il peut en effet être préférable de s'assurer que l'on se trouve dans le cas de figure présenté plus haut en référence à la figure 4b de telle sorte que le seuil effectif de courant n'évolue en aucun cas de manière positive avec la température. Dans un tel cas, le signal de commande OVCR produit par les moyens de détection et de comparaison 30 présentera donc un coefficient de température négatif.
[0060] On remarquera ainsi que le circuit de protection selon la présente invention offre avantagusement une grande flexibilité d'ajustement. On constate en outre de ce qui précède que le circuit selon la présente invention présente l'avantage de pouvoir compenser aisément et précisément la dépendance en température de la tension de référence V_{REF} et de la tension de mesure V_M , pour un courant donné. Il est par exemple très aisément réalisable en technologie MOS des rapports de capacités très précis pour les éléments capacitifs.
[0061] Le circuit selon la présente invention fonctionne en outre de façon très rapide, le temps nécessaire au calcul et à la comparaison étant essentiellement consacré à la phase de charge de éléments capacitifs et de polarisation de l'amplificateur.
[0062] De plus, l'amplificateur 65 ne sert en fait qu'à amplifier suffisamment le signal apparaissant au noeud A d'entrée de sorte que le signal de commande OVCR puisse attaquer correctement les moyens de commande 50 des moyens d'interruption 21. On peut donc se contenter d'utiliser un amplificateur à un seul étage réalisé, à la manière d'un inverseur, par deux transistors complémentaires montés en source commune dont les drains sont reliés entre eux.
[0063] On peut par ailleurs remarquer dans ce qui précède qu'il n'est pas nécessaire de produire effectivement les trois tensions V_{BE3} , V_{BE4} et V_{BE5} , deux tensions suffisent. Il est ainsi possible de s'affranchir du transistor B2, et d'utiliser comme tension V_{BE3} , la tension V_{BE5} produite par le transistor B3 lors de la seconde phase. Dans ce cas, l'élément capacitif 92 peut être connecté, par l'intermédiaire d'un commutateur tout d'abord à la masse du circuit lors de la première phase puis, lors de la deuxième phase, à l'émetteur du transistor B3.

Revendications

1. Circuit de protection (10) destiné à protéger une batterie rechargeable (1) pouvant être traversée par un courant de charge ou de décharge (I_{CH} ; I_{DCH}), ce circuit de protection (10) comprenant :

- des moyens de mesure (22) adaptés pour être connectés en série avec ladite batterie (1) et fournir une tension de mesure (V_M) représentative dudit courant (I_{CH} ; I_{DCH}), cette tension de mesure (V_M) pouvant présenter une première dépendance en température,
- des moyens de détection et de comparaison (30, 31, 32) adaptés pour recevoir ladite tension de mesure (V_M) et une tension de référence (V_{REF}), et produire, en réponse à une comparaison desdites tensions de référence (V_{REF}) et de mesure (V_M), un signal de commande (OVCR), cette tension de référence (V_{REF}) pouvant présenter une seconde dépendance en température; et
- des moyens d'interruption (21) adaptés pour commander la circulation dudit courant (I_{CH} ; I_{DCH}) au travers de ladite batterie (1) en réponse audit signal de commande (OVCR),

ce circuit de protection (10) étant caractérisé en ce que lesdits moyens de détection et de comparaison (30, 31, 32) comprennent des moyens d'ajustement (32) pour compenser ladite première dépendance en température de la tension de mesure (V_M) et/ou ladite seconde dépendance en température de la tension de référence (V_{REF}).

2. Circuit de protection selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits moyens de détection et de comparaison (30, 31, 32) comprennent :

- des moyens de production de tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}); et
- des moyens de calcul comprenant des éléments capacitifs (73, 74, 91, 92, 93) et des organes de commutations (SW1 à SW6) pour relier sélectivement et séquentiellement, lors d'une première et d'une seconde phase, lesdits éléments capacitifs (73, 74, 91, 92, 93) auxdits moyens de production des tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}) et à des bornes (71, 72) sur lesquelles sont appliquées lesdites tensions de mesure (V_M) et de référence

(V_{REF}), de sorte que lesdits moyens de calcul produisent, au cours de ladite seconde phase, ledit signal de commande (OVCR).

- 5 3. Circuit de protection selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdits moyens d'ajustement (32) sont agencés de manière à ce que ledit signal de commande (OVCR) produit est sensiblement indépendant de la température.
- 10 4. Circuit de protection selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdits moyens d'ajustement (32) sont agencés de manière à ce que ledit signal de commande (OVCR) produit présente un coefficient de température négatif.
- 15 5. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que lesdits moyens d'interruption (21) forment également lesdits moyens de mesure (22), ladite tension de mesure (V_M) étant alors représentative du courant (I_{CH}, I_{DCH}) traversant lesdits moyens d'interruption (21).
- 20 6. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que lesdits moyens d'ajustement produisent une valeur de compensation définie à partir de la somme :
 - du produit de la différence entre des première et seconde tensions de diode (V_{BE1}, V_{BE2}) par un premier coefficient déterminé (α), et
 - du produit, par un second coefficient déterminé (β), de la somme d'une troisième tension de diode (V_{BE3}) et du produit de la différence entre des quatrième et cinquième tensions de diode (V_{BE4}, V_{BE5}) par un troisième coefficient déterminé (γ),

25 ledit signal de commande (OVCR) étant représentatif de la somme de la différence entre lesdites tensions de référence (V_{REF}) et de mesure (V_M), et de ladite valeur de compensation

- 25 7. Circuit de protection selon la revendication 6, caractérisé en ce que lesdits moyens de calcul sont agencés pour produire :
 - un premier signal représentatif de la différence entre lesdites tensions de référence (V_{REF}) et de mesure (V_M);
 - un second signal représentatif du produit de la différence entre lesdites première et seconde tensions de diode (V_{BE1}, V_{BE2}) par ledit premier coefficient déterminé (α);
 - un troisième signal représentatif du produit de ladite troisième tension de diode (V_{BE3}) par ledit second coefficient déterminé (β); et
 - un quatrième signal représentatif du produit de la différence entre lesdites quatrième et cinquième tensions de diode (V_{BE4}, V_{BE5}) par lesdits seconds et troisième coefficients déterminés (β et γ),

30 ces signaux étant ensuite additionnés algébriquement pour produire ledit signal de commande (OVCR).

- 30 8. Circuit de protection selon la revendication 7, caractérisé en ce que lesdits moyens de calcul comportent :
 - pour produire ledit premier signal, un premier élément capacitif (73, 74) de capacité déterminée,
 - pour produire ledit second signal, un second élément capacitif (91) de capacité sensiblement égale au produit de la capacité dudit premier élément capacitif (73, 74) par ledit premier coefficient déterminé (α),
 - pour produire ledit troisième signal, un troisième élément capacitif (92) de capacité sensiblement égale au produit de la capacité dudit premier élément capacitif (73, 74) par ledit second coefficient déterminé (β), et
 - pour produire ledit quatrième signal, un quatrième élément capacitif (93) de capacité sensiblement égale au produit de la capacité dudit premier élément capacitif (73, 74) par lesdits second et troisième coefficients déterminés (β et γ).
- 45 9. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 2 à 8, caractérisé en ce que lesdits moyens pour produire lesdites tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}) comportent des transistors bipolaires branchés en série avec des sources de courants et dont la base est reliée au collecteur.
- 50 10. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 2 à 8, caractérisé en ce que lesdits moyens pour produire lesdites tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}) comportent trois transistors bipolaires (B1, B2, B3) dont la base est reliée au collecteur, des premier (B1) et deuxième (B3) desdits transistors étant chacun branché successivement en série avec deux sources de courant (81, 82 et 84, 85), un troisième (B2) desdits transistors étant branché en série avec une source de courant (83).

EP 1 047 174 A1

11. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendication 2 à 8, caractérisé en ce que lesdits moyens pour produire lesdites tensions de diode (V_{BE1} à V_{BE5}) comportent deux transistors bipolaires dont la base est reliée au collecteur, chacun desdits transistors étant branché successivement en série avec deux sources de courant.

5 12. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 1 à 11, caractérisé en ce que lesdits moyens d'interruption (21) sont formés d'une paire de transistors MOSFET de puissance (201, 202) connectés en anti-série source à source, l'un ou l'autre des transistors (201, 202) étant coupé pour interrompre la circulation dudit courant (I_{CH}, I_{DCH}).

10 13. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 1 à 11, caractérisé en ce que lesdits moyens d'interruption (21) sont formés d'une paire de transistors MOSFET de puissance connectés en anti-série drain à drain, l'un ou l'autre des transistors étant coupé pour interrompre la circulation dudit courant (I_{CH}, I_{DCH}).

15 14. Circuit de protection selon l'une quelconque des revendications 1 à 11, caractérisé en ce que lesdits moyens d'interruptions (21) sont formés d'un transistor MOSFET comprenant un terminal de contre-grille adapté pour être sélectivement connecté à la source ou au drain dudit transistor.

20

25

30

35

40

45

50

55

Fig. 1

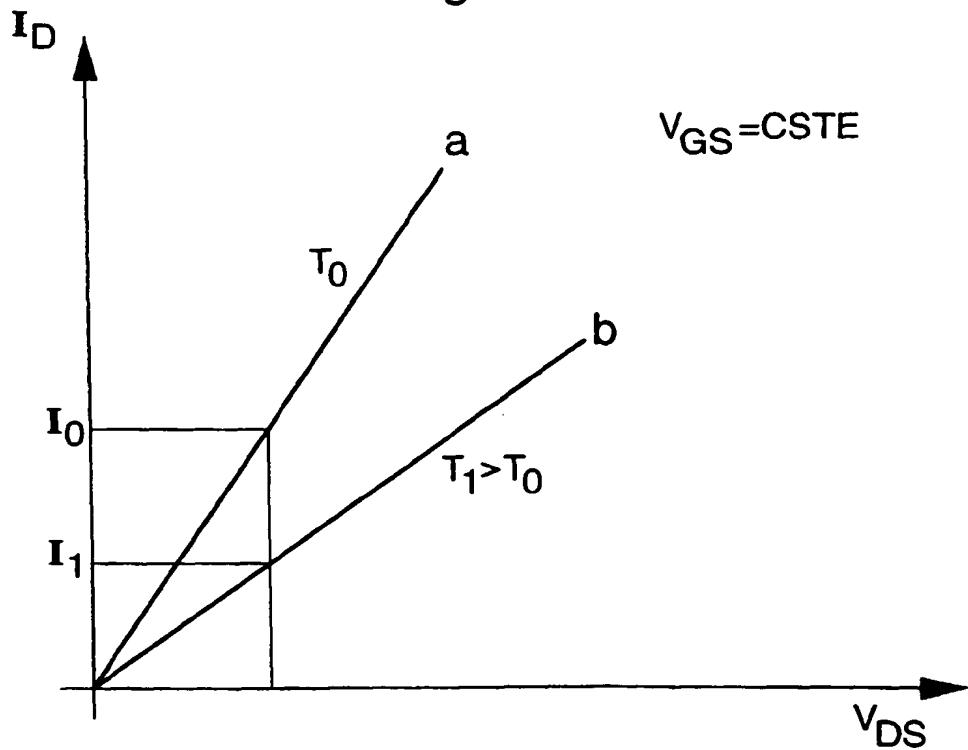


Fig. 2

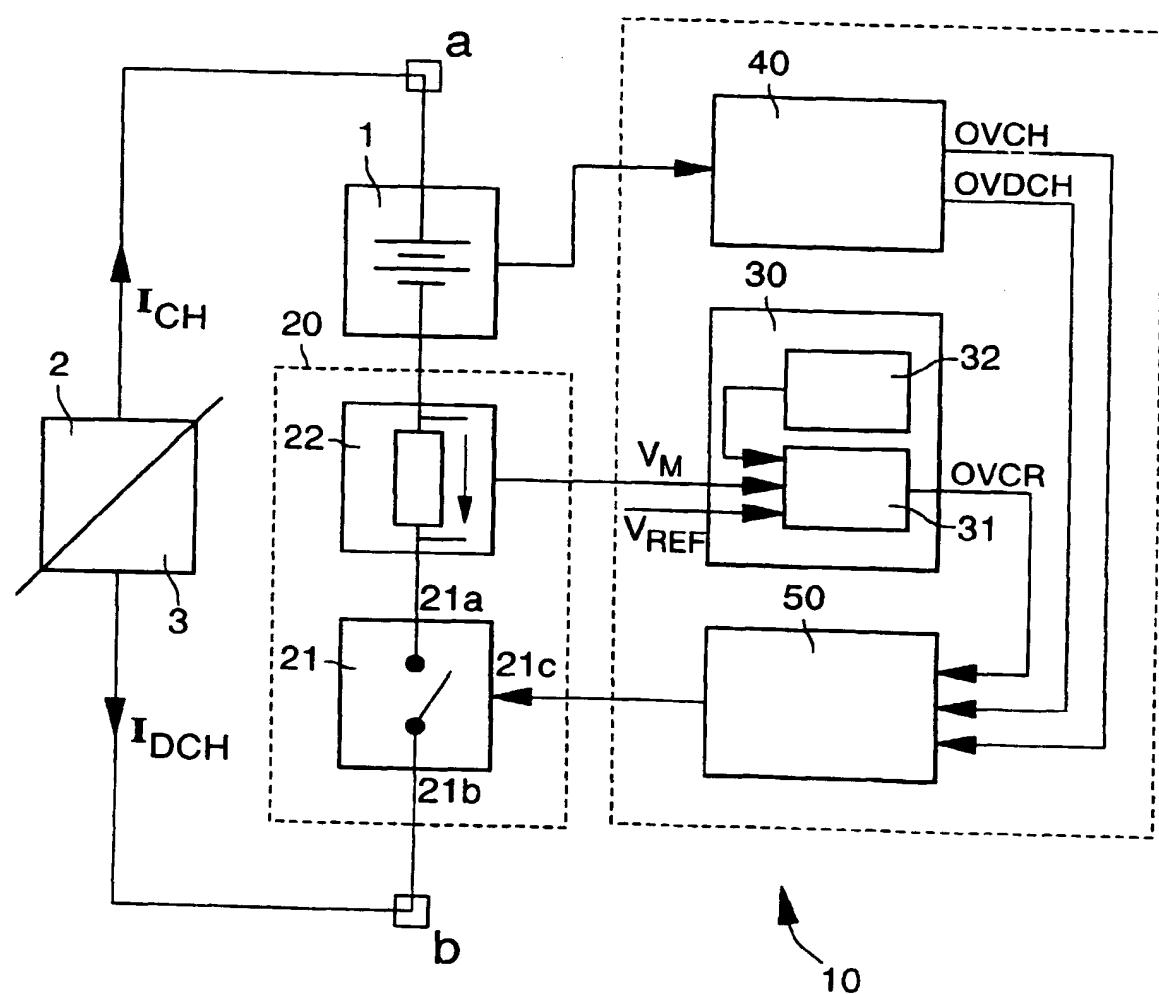
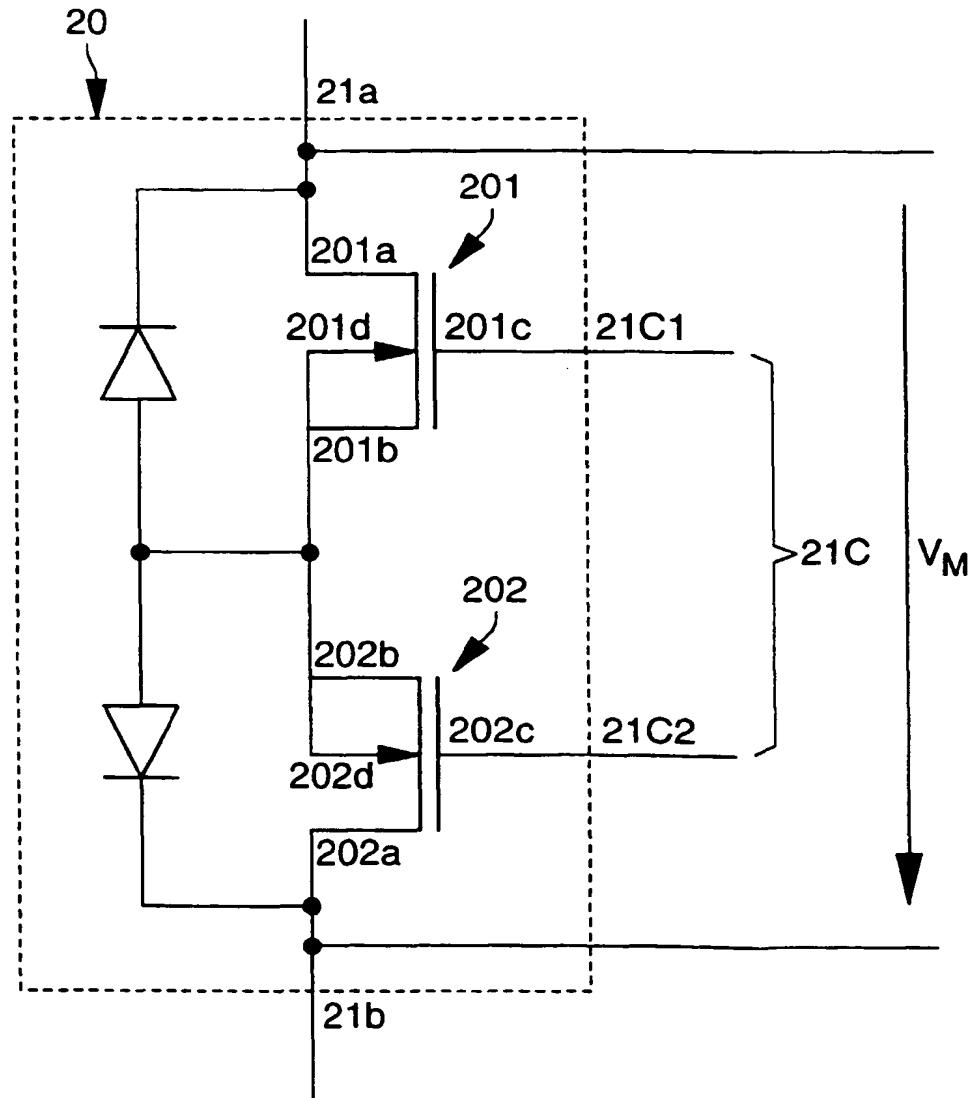


Fig. 3



V_M, V_{REF}

Fig. 4a

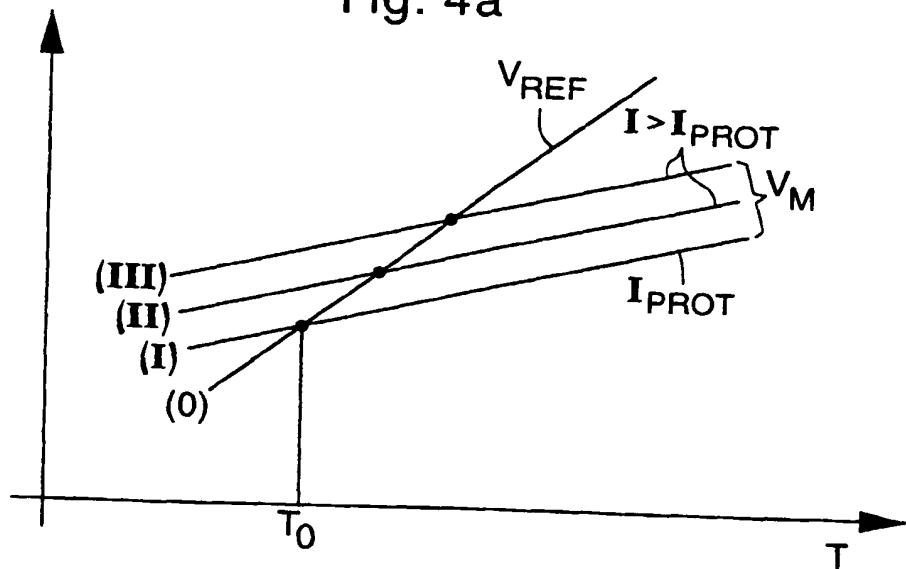
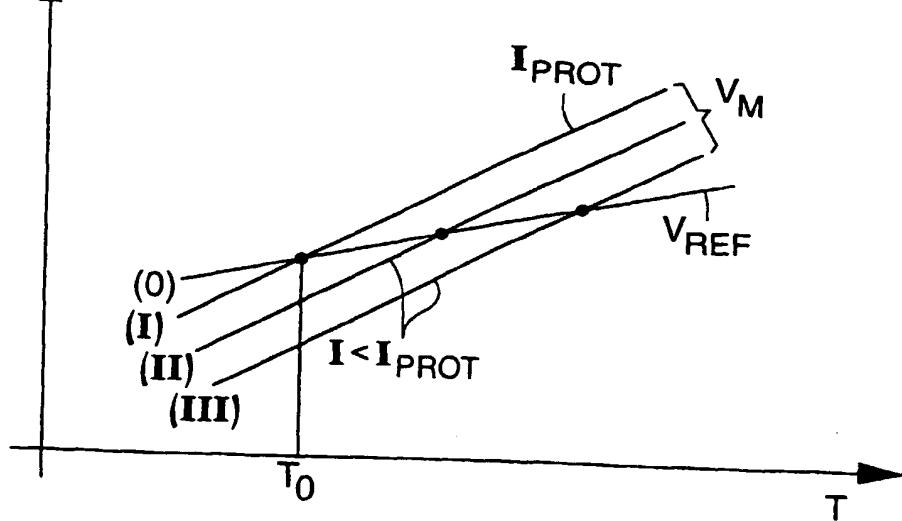
 V_M, V_{REF}

Fig. 4b



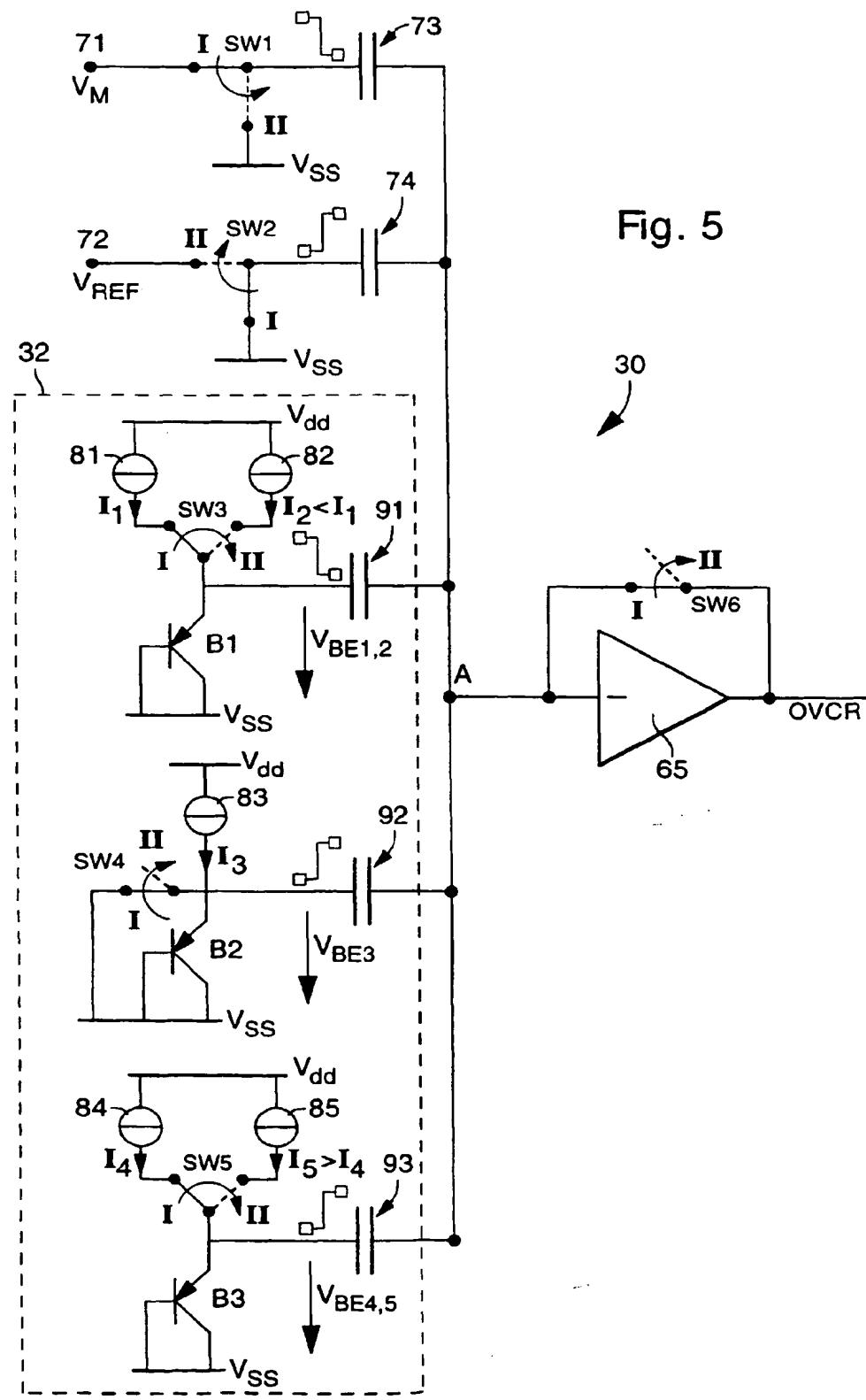


Fig. 5



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande
EP 99 10 7883

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS									
Categorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE						
D, A	US 5 689 209 A (BLATTNER ROBERT G ET AL) 18 novembre 1997 (1997-11-18) * le document en entier *	1-13	H02J/00 G01R19/32						
A	EP 0 626 582 A (SGS THOMSON MICROELECTRONICS) 30 novembre 1994 (1994-11-30) * le document en entier *	1-13							
A	EP 0 274 995 A (SGS MICROELETTRONICA SPA) 20 juillet 1988 (1988-07-20) * le document en entier *	1-13							
A	US 5 501 517 A (KIUCHI SHIN) 26 mars 1996 (1996-03-26) * le document en entier *	1-13							
A	US 5 057 779 A (MITTEL JAMES G) 15 octobre 1991 (1991-10-15) * le document en entier *	1-13							
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES						
			H02J G01R						
<p>Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 33%;">Lieu de la recherche</td> <td style="width: 33%;">Date d'achèvement de la recherche</td> <td style="width: 33%;">Examinateur</td> </tr> <tr> <td>LA HAYE</td> <td>10 septembre 1999</td> <td>Moyle, J</td> </tr> </table>				Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur	LA HAYE	10 septembre 1999	Moyle, J
Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur							
LA HAYE	10 septembre 1999	Moyle, J							
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrête-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>									

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 99 10 7883

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.

Lesdits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

10-09-1999

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
US 5689209	A	18-11-1997	DE	69509737 D	24-06-1999
			EP	0720270 A	03-07-1996
			JP	8275406 A	18-10-1996
EP 0626582	A	30-11-1994	US	5365129 A	15-11-1994
			JP	7055853 A	03-03-1995
EP 0274995	A	20-07-1988	IT	1213415 B	20-12-1989
			DE	3789662 D	26-05-1994
			DE	3789662 T	25-08-1994
			JP	63167277 A	11-07-1988
			KR	9605604 B	26-04-1996
			US	4827207 A	02-05-1989
US 5501517	A	26-03-1996	JP	6188641 A	08-07-1994
US 5057779	A	15-10-1991	WO	9115756 A	17-10-1991

EPO FORM P0460

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82

